

PATENT

IN THE U.S. PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant: Toshihiro HAYATA
Appl. No.: 09/899,840
Filed: July 9, 2001
For: COMMUNICATION APPARATUS

Group: 2661

Examiner: UNKNOWN

RECEIVED

JAN 02 2002

Technology Center 2600

L E T T E R

Assistant Commissioner for Patents
Washington, DC 20231

Date: December 31, 2001

Sir:

Under the provisions of 35 U.S.C. § 119 and 37 C.F.R. § 1.55(a), the applicant(s) hereby claim(s) the right of priority based on the following application(s):

<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Filed</u>
JAPAN	2000-206132	July 7, 2000

A certified copy of the above-noted application(s) is(are) attached hereto.

If necessary, the Commissioner is hereby authorized in this, concurrent, and future replies, to charge payment or credit any overpayment to Deposit Account No. 25-0120 for any additional fee required under 37 C.F.R. §§ 1.16 or 1.17; particularly, extension of time fees.

Respectfully submitted,

YOUNG & THOMPSON

By 
Robert J. Patch, #17,355

745 South 23rd Street, Suite 200
Arlington, Virginia 22202
(703) 521-2297

Attachment

PRIORITY DOCUMENT



日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

VS

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日

Date of Application:

2000年 7月 7日

出願番号

Application Number:

特願2000-206132

出願人

Applicant(s):

日本電気株式会社

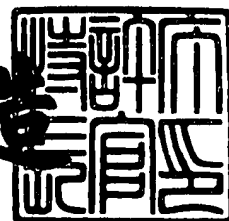
RECEIVED
JAN 02 2002
Technology Center 2600

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年 5月30日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3047029

【書類名】 特許願

【整理番号】 53310442PY

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04J 13/02

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 日本電気株式会社内

 【氏名】 早田 利浩

【特許出願人】

 【識別番号】 000004237

 【氏名又は名称】 日本電気株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100083987

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 山内 梅雄

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 016252

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

 【包括委任状番号】 9006535

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 通信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 符号分割多元接続通信方式で通信されてきた送信元が同一の信号をそれぞれ受信の開始タイミングが異なる所定の時間幅からなるサーチ範囲でそれぞれ受信する信号受信手段と、

この信号受信手段の受信した各サーチ範囲の信号と既知の信号としてのパイロット信号との相関値を前記送信元が時間を異にして送出する複数の信号を受信して各サーチ範囲ごとに平均をとることで算出する相関値算出手段と、

この相関値算出手段によって算出された相関値の高いサーチ範囲ほど平均を取る信号の回数を低く設定する平均回数制御手段と、

各サーチ範囲ごとの相関値算出手段の算出結果を入力してそれぞれのサーチ範囲に前記送信元が送信した信号が存在する場合これを検出するパス検出手段と、

パス検出手段の検出したパス同士を波形的に重ね合わせて前記送信元の送出した信号を再生するフィンガ手段
とを具備することを特徴とする通信装置。

【請求項 2】 符号分割多元接続通信方式で通信されてきた送信元が同一の信号をそれぞれ受信の開始タイミングが異なる所定の時間幅からなるサーチ範囲でそれぞれ受信する信号受信手段と、

この信号受信手段の受信した各サーチ範囲の信号と既知の信号としてのパイロット信号との相関値を前記送信元が時間を異にして送出する複数の信号を受信して各サーチ範囲ごとに平均をとることで算出する相関値算出手段と、

この相関値算出手段によって算出された相関値の低いサーチ範囲同士を合併して 1 つのサーチ範囲に変更するサーチ範囲幅変更手段と、

このサーチ範囲幅変更手段によって変更された後の各サーチ範囲ごとの相関値算出手段の算出結果を入力してそれぞれのサーチ範囲に前記送信元が送信した信号が存在する場合これを検出するパス検出手段と、

パス検出手段の検出したパス同士を波形的に重ね合わせて前記送信元の送出した信号を再生するフィンガ手段

とを具備することを特徴とする通信装置。

【請求項 3】 前記信号受信手段は、異なった遅延量の遅延器を複数通り備えることで受信の開始タイミングを複数設定することを特徴とする請求項 1 または請求項 2 記載の通信装置。

【請求項 4】 前記複数のサーチ範囲のそれぞれの受信信号について相関をとってパスの検出を行う回路装置が独立してこれらのサーチ範囲の数だけ用意されていることを特徴とする請求項 1 または請求項 2 記載の通信装置。

【請求項 5】 前記複数のサーチ範囲のそれぞれの受信信号について相関をとってパスの検出を行う回路装置が 1 組用意されており、サーチ範囲の数だけ時分割で受信信号の処理が行われることを特徴とする請求項 1 または請求項 2 記載の通信装置。

【請求項 6】 前記遅延器は前記パス検出手段の検出結果に応じて遅延量を変化させることを特徴とする請求項 3 記載の通信装置。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は符号分割多元接続方式を使用した通信装置に係わり、特にパス検出の効率化を図った通信装置に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access: 以下、CDMA という。) 通信方式では、送信すべき信号を変調した後に拡散符号を掛け合わせてスペクトル拡散を行って、相手先に送信するようにしている。相手先は復調する前に受信信号に送信側で使用した拡散符号と同一で符号が逆のものを掛け合わせて逆拡散を行うことで送信側の送信した信号を再現している。このような CDMA 通信方式を採用すると、各ユーザが個別の拡散符号を割り当てられることで、これらユーザごとの通信が可能になる。

【 0 0 0 3 】

このような CDMA 通信方式の特徴の 1 つとしてマルチパス (multi-path) の

効率的な活用が挙げられる。無線通信を行う場合には、送信機から送信された信号がそのまま受信機に直線的に受信される場合だけに限らず、遮蔽物によって回折や減衰が行われる場合もあるし、送信機の移動によるフェーディング (fading) といった現象が生じる場合もある。回折が生じたような場合、受信機には複数の経路を経た信号が受信されることになる。受信時に位相差、時間差がついた信号をマルチパスと呼び、マルチパス中の1つ1つの受信信号をパスと呼ぶ。

【0004】

複数の信号を送信する他の通信方式としてのTDMA (Time Division Multiple Access・時分割多元接続) やFDMA (Frequency Division Multiple Access・周波数分割多元接続) では、マルチパスのうちの1つを受信すべき信号としての主信号としたとき、他のパスの信号はその主信号を妨害する雑音として扱っている。しかしながらCDMA通信方式では、マルチパスを1つ1つのパスに分離して、これらすべてを主信号として扱うことができる。

【0005】

図6はこのための手法としてのレイク受信を説明するためのものである。受信信号11はこの例では第1～第3の逆拡散回路12₁～12₃のそれぞれに入力される。これら第1～第3の逆拡散回路12₁～12₃はそれぞれのパスの信号成分13₁～13₃を抽出する。合成回路14はこれらの信号成分13₁～13₃をそれぞれ主信号として、1つの信号の出力タイミングと合致するようにこれらの出力タイミングを調整する。この結果、合成回路14からは3つの信号成分13₁～13₃の和に相当する出力信号15が得られる。このように同一の拡散符号を使用して送信側から送出された信号を、熊手 (rake) で掻き集めるようにして集めて受信感度を上げる手法をレイク受信という。また、このように同一の拡散符号を使用した受信信号のパスを検出して分離する機能を有する回路をサーチャ (searcher) という。なお、特開2000-4211にはレイク受信についての回路が開示されている。

【0006】

図7は従来の通信装置のサーチャの回路構成の概要を表わしたものである。サーチャ21は、受信端22から得られた受信信号23を入力して遅延させる遅延

器 2 4 と、波形の相関を見る相関器 2 5 と、受信信号の各受信タイミングと相関値との関係を表わしたディレイプロファイル (delayprofile) の平均をとる平均部 2 6 と、パスを検出するパス検出部 2 7 と、遅延器 2 4 の遅延の量を制御する遅延制御部 2 8 と、フィンガ (finger) 部 2 9 とから構成されている。このサーチ 2 1 では、遅延制御部 2 8 を使用して遅延器 2 4 の遅延の量をずらしながら、受信信号 2 3 中に含まれる既知の信号としてのパイロット信号との相関値を相関器 2 5 で算出するようにしている。

【 0 0 0 7 】

図 8 は、移動機の移動に伴うディレイプロファイルの変動の一例を示したものである。携帯電話機のような移動機が同図 (a) から同図 (b)、同図 (c) というように時間と共に移動していくと、これらの図で横軸に示した受信タイミングと縦軸に示した相関値との関係も変動していく。これらの図で矢印 3 1 a、3 1 b、3 1 c は、相関値を算出する受信タイミングの範囲としてのサーチ範囲を示している。

【 0 0 0 8 】

このようにディレイプロファイルは移動機の位置の変化に伴って時間的に変動するので、図 7 に示した平均部 2 6 は、パス検出部 2 7 でのパスの検出の信頼度を上げるために複数回取得したディレイプロファイルの平均を取るようにしている。本来、パスが存在しない受信タイミングでも、何らかの原因で確率現象として相関値が高くなることがある。この結果をそのままパス検出部 2 7 に入力するとパスを検出してしまい、誤検出の原因となるからである。パス検出部 2 7 では、ディレイプロファイルの中で相関値の平均が高い受信タイミングを検索する。そしてこれをパスとして検出してフィンガ部 2 9 に通知する。

【 0 0 0 9 】

【発明が解決しようとする課題】

ところでパス検出部 2 7 でパス検出の行われる周期は、平均部 2 6 が平均をとるディレイプロファイルの数に依存する。すなわちパスの検出の信頼度を上げるために平均をとるディレイプロファイルの数を多くすると、パス検出のための周期は長くなる。移動通信の場合には移動機が時間と共に移動する可能性があり、

移動に伴って図 8 に示したサーチ範囲 3 1 が変化する。

【 0 0 1 0 】

一方、通信装置としてのハードウェア上の制約によって相関器 2 5 が一度に相関値を算出することのできる範囲は限られている。通常の場合、相関値を算出する範囲はディレイプロファイルの広がりとしてのディレイスプレッド (delayspread) の数倍である。したがって、サーチャ 2 1 は移動機が存在しうるすべての範囲を一度にサーチすることができない。そこでサーチャ 2 1 は遅延制御部 2 8 を制御して、図 8 の矢印 3 1 a、3 1 b、3 1 c で示すように相関値を算出する時間的な範囲としてのサーチ範囲をその時々のパスの存在位置に応じて移動させるようにしている。

【 0 0 1 1 】

このような従来の通信装置のサーチャ 2 1 では、すでに説明したようにパス検出の周期を十分短くすることができない。この周期を短くすると、平均部 2 6 で平均した後のディレイプロファイルの信頼性が低下してパスを誤って検出するおそれがあるからである。したがって、パスの位置が時々刻々変化する場合に対応することができないという問題がある。もちろん、ハードウェアをこれに対応できるものに改善することは可能であるが、ハードウェアの大型化と大幅なコストアップという問題が発生する。

【 0 0 1 2 】

そこで本発明の目的は、符号分割多元接続通信方式で受信した信号の各種状態に対応してパス検出を効果的に行うことのできる通信装置を提供することにある。

【 0 0 1 3 】

【課題を解決するための手段】

請求項 1 記載の発明では、(イ) 符号分割多元接続通信方式で通信されてきた送信元が同一の信号をそれぞれ受信の開始タイミングが異なる所定の時間幅からなるサーチ範囲でそれぞれ受信する信号受信手段と、(ロ) この信号受信手段の受信した各サーチ範囲の信号と既知の信号としてのパイロット信号との相関値を送信元が時間を異にして送出する複数の信号を受信して各サーチ範囲ごとに平均

をとることで算出する相関値算出手段と、（ハ）この相関値算出手段によって算出された相関値の高いサーチ範囲ほど平均を取る信号の回数を低く設定する平均回数制御手段と、（ニ）各サーチ範囲ごとの相関値算出手段の算出結果を入力してそれぞれのサーチ範囲に送信元が送信した信号が存在する場合これを検出するパス検出手段と、（ホ）パス検出手段の検出したパス同士を波形的に重ね合わせて送信元の送出した信号を再生するフィンガ手段とを通信装置に具備させる。

【 0 0 1 4 】

すなわち請求項 1 記載の発明では、信号受信手段が符号分割多元接続通信方式で通信されてきた送信元が同一の信号をそれぞれ受信の開始タイミングが異なる所定の時間幅からなるサーチ範囲でそれぞれ受信するようにしている。相関値算出手段は各サーチ範囲ごとに相関値を算出するが、時間を異にして送出する複数の信号を受信してこれらの相関値の平均をとることでデータの信頼性を図っている。パス検出手段はこの相関値算出手段の算出結果を入力してそれぞれのサーチ範囲に送信元が送信した信号が存在する場合にこれを検出するようにしているが、平均回数制御手段は、相関値算出手段によって算出された相関値の高いサーチ範囲ほど平均を取る信号の回数を低く設定することにして、パスの存在するサーチ範囲での受信タイミングの変動を迅速に検出できるようにすると共に、相関値の低いサーチ範囲では平均回数を確保して算出された相関値の信頼性を高めている。これによりサーチ範囲の全範囲に共通して同一の回数で相関値の平均を求める場合と比べると、パス検出が効率化する。

【 0 0 1 5 】

請求項 2 記載の発明では、（イ）符号分割多元接続通信方式で通信されてきた送信元が同一の信号をそれぞれ受信の開始タイミングが異なる所定の時間幅からなるサーチ範囲でそれぞれ受信する信号受信手段と、（ロ）この信号受信手段の受信した各サーチ範囲の信号と既知の信号としてのパイロット信号との相関値を送信元が時間を異にして送出する複数の信号を受信して各サーチ範囲ごとに平均をとることで算出する相関値算出手段と、（ハ）この相関値算出手段によって算出された相関値の低いサーチ範囲同士を合併して 1 つのサーチ範囲に変更するサーチ範囲幅変更手段と、（ニ）このサーチ範囲幅変更手段によって変更された後

の各サーチ範囲ごとの相関値算出手段の算出結果を入力してそれぞれのサーチ範囲に送信元が送信した信号が存在する場合これを検出するパス検出手段と、（ホ）パス検出手段の検出したパス同士を波形的に重ね合わせて送信元の送出した信号を再生するフィンガ手段とを通信装置に具備させる。

【 0 0 1 6 】

すなわち請求項 2 記載の発明では、信号受信手段が符号分割多元接続通信方式で通信されてきた送信元が同一の信号をそれぞれ受信の開始タイミングが異なる所定の時間幅からなるサーチ範囲でそれぞれ受信するようにしている。相関値算出手段は各サーチ範囲ごとに相関値を算出するが、時間を異にして送出する複数の信号を受信してこれらの相関値の平均をとることでデータの信頼性を図っている。サーチ範囲幅変更手段は相関値算出手段によって算出された相関値の低いサーチ範囲同士を合併して 1 つのサーチ範囲に変更するようにしている。したがって、これら合併した部分では合併していない部分と平均を取る回数を同一にしたとしたら合併によって増加した分だけ余計に時間がかかるものの、データの信頼性は確保することができる。また相関値の高いサーチ範囲では S/N が高くてデータの信頼性も高いので相関値の低いサーチ範囲と比較すると短い時間で相関値の平均をとることができ、迅速さを確保できる。したがって、パス検出のデータの信頼性を確保しながらパス検出自体が効率化することになる。

【 0 0 1 7 】

請求項 3 記載の発明では、請求項 1 または請求項 2 記載の通信装置で、信号受信手段は、異なった遅延量の遅延器を複数通り備えることで受信の開始タイミングを複数設定することを特徴としている。

【 0 0 1 8 】

すなわち請求項 3 記載の発明では、請求項 1 または請求項 2 記載の通信装置で各サーチ範囲を定める受信の開始タイミングを互いに異なった遅延量の遅延器を複数通り用意することで実現することになっている。これらの遅延器の遅延量が独自に調整できるようになっていれば請求項 6 記載の発明となる。

【 0 0 1 9 】

請求項 4 記載の発明では、請求項 1 または請求項 2 記載の通信装置で、複数の

サーチ範囲のそれぞれの受信信号について相関をとってパスの検出を行う回路装置が独立してこれらのサーチ範囲の数だけ用意されていることを特徴としている。

【 0 0 2 0 】

すなわち請求項 4 記載の発明では、請求項 1 または請求項 2 記載の通信装置のそれぞれサーチ範囲を異にする系統別の回路装置がハードウェアとして別々に用意されていることを示している。

【 0 0 2 1 】

請求項 5 記載の発明では、請求項 1 または請求項 2 記載の通信装置で、複数のサーチ範囲のそれぞれの受信信号について相関をとってパスの検出を行う回路装置が 1 組用意されており、サーチ範囲の数だけ時分割で受信信号の処理が行われることを特徴としている。

【 0 0 2 2 】

すなわち請求項 5 記載の発明では、請求項 4 記載の発明と異なり、複数のサーチ範囲のそれぞれの受信信号について相関をとってパスの検出を行う回路装置が 1 組用意されており、サーチ範囲の数だけ時分割で受信信号の処理が行われるようにしている。このような制御はソフトウェアで行うことができる。

【 0 0 2 3 】

請求項 6 記載の発明では、請求項 3 記載の通信装置で、遅延器はパス検出手段の検出結果に応じて遅延量を変化させることを特徴としている。

【 0 0 2 4 】

すなわち請求項 6 記載の発明では、請求項 3 記載の発明の個所でも説明したようにそれぞれのサーチ範囲を時間軸方向にシフトさせることができるようにしている。

【 0 0 2 5 】

【発明の実施の形態】

【 0 0 2 6 】

【実施例】

以下実施例につき本発明を詳細に説明する。

【 0 0 2 7 】

図 1 は本発明の一実施例における通信装置の構成を表わしたものである。この通信装置の受信端 1 0 1 に得られた受信信号 1 0 2 は、符号分割多元接続通信方式で図示しない送信元から送られてきた信号を同じく図示しない 1 本のアンテナで受信したもので、第 1 ～第 M の遅延器 1 0 3₁ ～ 1 0 3_M のそれぞれに並列に入力されるようになっている。このうち、第 1 の遅延器 1 0 3₁ で遅延された信号は第 1 の相関器 1 0 4₁ に入力され、既知の信号（パイロット信号）の波形の相関がとられるようになっている。第 1 の相関器 1 0 4₁ の出力側にはディレイプロファイル（delayprofile）の平均をとる第 1 の平均部 1 0 5₁ が設けられている。第 1 の平均部 1 0 5₁ によって平均がとられたディレイプロファイルは第 1 のパス検出部 1 0 6₁ に入力されパス検出が行われる。この結果は相関器制御部 1 0 7 に入力されると共に、フィンガ（finger）部 1 0 8 に入力されるようになっている。第 2 ～第 M の遅延器 1 0 3₂ ～ 1 0 3_M もそれぞれそれらの後段に第 2 ～第 M の相関器 1 0 4₂ ～ 1 0 4_M、第 2 ～第 M の平均部 1 0 5₂ ～ 1 0 5_M および第 2 ～第 M のパス検出部 1 0 6₂ ～ 1 0 6_M を直列に接続している。第 2 ～第 M のパス検出部 1 0 6₂ ～ 1 0 6_M の出力は、第 1 のパス検出部 1 0 6₁ と同様に相関器制御部 1 0 7 に入力されると共に、フィンガ部 1 0 8 に入力されるようになっている。相関器制御部 1 0 7 は第 1 ～第 M の遅延器 1 0 3₁ ～ 1 0 3_M および第 1 ～第 M の平均部 1 0 5₁ ～ 1 0 5_M の制御を行う。

【 0 0 2 8 】

このように本実施例の通信装置は相関器制御部 1 0 7 を共通にして図 7 に示したサーチャを M 系統配置すると共に、相関器制御部 1 0 7 が第 1 ～第 M の平均部 1 0 5₁ ～ 1 0 5_M の制御も行っている。このため、図 7 に示した 1 系統だけの相関器 2 5 と比べると、第 1 ～第 M の相関器 1 0 4₁ ～ 1 0 4_M の M 系統に分割された構成となっている。したがって、本実施例の通信装置では 1 つの相関器 1 0 4 が相関を算出できる範囲を 1 系統しかない通信装置と比べると M 分の 1 にすることができる。

【 0 0 2 9 】

図 2 は、ディレイプロファイルと本実施例における第 1 ～第 M の相関器による

相関値算出範囲の一例を示したものである。ここでは数値Mが“4”の場合を示している。この例では、第1の相関器104₁の相関値を算出する第1のサーチ範囲110₁内にS/N（信号対雑音比）の高いパスとして第1のパス111₁と第2のパス111₂が、また、第2のサーチ範囲110₂内に第3のパス111₃が存在している。

【0030】

図1に示す第1～第Mの平均部105₁～105_Mは、第1～第Mの相関器104₁～104_Mのうちの対応するものから出力されるディレイプロファイルの平均をとる。この平均回数は、相関器制御部107の制御で変更されるが、これについては後に説明する。

【0031】

第1～第Mのパス検出部106₁～106_Mでは、第1～第Mの相関器104₁～104_Mで得られたそれぞれのパスのS/Nを比較する。S/Nが高い相関器104は次のような特性が存在すると考えられる。

(a) 重要なパス111を捕捉している。したがってできるだけ正確なパスタイミングを求めた方がよい。このため、平均部105における平均回数を少なくして、パス検出の周期を短くする必要がある。

(b) S/Nが高いので、そこから得られるディレイプロファイルの信頼度は高い。このため、平均部105における平均回数を少なくすることができる。

【0032】

そこで、相関器制御部107はこのようなS/Nが高い相関器104の系統の平均部105に対して平均回数を少なくするような制御を行う。また、反対にS/Nが低い相関器104の系統の平均部105に対しては、平均回数が多くなるような制御を行う。このような相関器制御部107の制御としては、S/Nのそれぞれの値を予め定めた1または複数のしきい値と比較して、いずれのグループに属するかの判別を行う。そしてそれぞれのグループに応じて平均部105の平均回数を設定すればよい。このようなしきい値はテーブルに保持しておき、それぞれの基地局の状況に応じて適宜値を選択するようにしてもよい。

【0033】

なお、相関器 1 0 4 はパイロット信号長分の相関値の算出動作を 1 動作とする。たとえばある提案による W - C D M A の上り信号では、各信号が 1 0 / 1 5 m s (ミリ秒) ごとのタイムスロットという単位に分かれている。1 タイムスロット中でパイロット信号は各種の条件により 1 0 / 1 5 × [3 / 1 0、4 / 1 0、5 / 1 0、6 / 1 0、7 / 1 0、8 / 1 0] m s となる。すなわち、相関器 1 0 4 の 1 動作単位は、条件によって、1 0 / 1 5 × [3 / 1 0、4 / 1 0、5 / 1 0、6 / 1 0、7 / 1 0、8 / 1 0] m s 分のパイロット信号に対する相関値を求めることを表わす。この点については 3 G P P (3rd Generation Partnership Project) T S 2 5 . 2 1 1 V 3 . 1 . 1 (1 9 9 9 - 1 2) に記載がある。

【 0 0 3 4 】

図 3 および図 4 は、この通信装置の処理の流れを具体的に表わしたものである。ここでは M が “ 4 ” の場合、すなわち第 1 ~ 第 M の相関器 1 0 4₁ ~ 1 0 4_M が第 1 ~ 第 4 の相関器 1 0 4₁ ~ 1 0 4₄ で構成されている場合を説明する。また、この例では各系統（ここでは第 1 ~ 第 4 の系統）がソフトウェア的に実現されているものとして説明する。このソフトウェア的な処理では、通信装置内の図示しない C P U (中央処理装置) が同じく図示しない R O M (リード・オンリ・メモリ) 等に格納されたプログラムを実行することで、1 組のハードウェアを時分割的に使用して各系統の処理を行う。

【 0 0 3 5 】

まず通信装置は第 1 ~ 第 4 の相関器 1 0 4₁ ~ 1 0 4₄ のそれぞれに平均回数の最大値 L_{MAX} を設定する (図 3 ステップ S 1 2 1)。この時点ではまだ受信タイミングに対する相関値の測定が行われていない。そこで第 1 ~ 第 4 の相関器 1 0 4₁ ~ 1 0 4₄ の測定に安全を見込んで、相関値が最も低い場合に対応する平均回数 L の最大値をプリセットすることになっている。そしてこの状態で第 1 回目の測定を行うために、測定回数 j を “ 1 ” に設定する (ステップ S 1 2 2)。この後、第 1 ~ 第 4 の相関器 1 0 4₁ ~ 1 0 4₄ のディレイプロファイルの平均をとる回数を管理する平均回数カウンタのそれぞれの値を “ 0 ” に初期化する。また、第 1 ~ 第 4 の平均部 1 0 5₁ ~ 1 0 5₄ に保持されているディレイプロファイルをすべてクリアする (ステップ S 1 2 3)。次に、相関器 1 0 4 等の系統を示す値 i

を第 1 系統の測定を開始するために “1” に初期設定する（ステップ S 1 2 4）

【 0 0 3 6 】

以上の設定が終了したら、第 i すなわち第 1 の相関器 104_1 でディレイプロファイルを算出する（ステップ S 1 2 5）。そして、そのディレイプロファイルを第 1 の平均部 105_1 に保持する（ステップ S 1 2 6）。

【 0 0 3 7 】

この後、第 1 の平均回数カウンタのカウント値が “1” だけカウントアップされる（ステップ S 1 2 7）。このカウントアップされたカウント値が第 1 の相関器 104_1 に設定された平均回数 L と等しいか否かがチェックされる（ステップ S 1 2 8）。この場合には初期的に設定された最大値 L_{MAX} に到達しているか否かがチェックされることになる。測定回数 j がまだ “1” なので、平均回数 L の最大値 L_{MAX} には到達していない (N)。そこで図 4 のステップ S 1 2 9 に進んで系統を示す値 i を “1” だけカウントアップして “ $i + 1$ ” 系統（この場合には第 2 系統）に切り替える（ステップ S 1 2 9）。すべての系統についての同様の処理が終了していないこの状態では（ステップ S 1 3 0 : N ）、ステップ S 1 2 5 に戻って、第 1 の系統について行った処理が同様に行われる。以下同様にして、第 1 ~ 第 4 の相関器 $104_1 \sim 104_4$ によるディレイプロファイルが 1 つずつ算出され、それぞれの系統の平均部 $105_1 \sim 105_4$ に保持されることになる。

【 0 0 3 8 】

以上の処理が終了すると（ステップ S 1 3 0 : Y ）、回数 j が “1” だけカウントアップされて “2” となる（ステップ S 1 3 1）。このカウントアップ後の回数 j に対して、平均回数の最大値 L を越えたかどうかのチェックが行われる。まだ平均回数の最大値 L を越えていない場合には（ステップ S 1 3 2 : N ）、ステップ S 1 2 2 に戻って再び第 1 の系統が設定される（ステップ S 1 2 4）。そして第 1 の相関器 104_1 でディレイプロファイルを算出し、同様に第 1 の平均部 105_1 にこれを保持する（ステップ S 1 2 6）。以下同様にして第 2 ~ 第 4 の相関器 $104_2 \sim 104_4$ の測定結果もそれぞれ第 2 ~ 第 4 の平均部 $105_2 \sim$

105₄に保持される。このようにして第1～第4の相関器104₁～104₄による2回目のディレイプロファイルの算出が行われ、それぞれの系統の平均部105₁～105₄に保持されることになる。

【0039】

以上のようにして2回目のディレイプロファイルの処理が行われたら、カウンタアップ後の回数jが平均回数の最大値Lを越えない限り、第3回目以降の同様の処理が行われていく。この結果、ある時点で第1の系統についての回数jが初期的に設定された最大値L_{MAX}に到達する（ステップS128：Y）。このとき、第1の系統のディレイプロファイルがこの最初の段階で必要とされる個数だけ集められたことになる。そこでこの段階で第1の平均部105₁で第1の系統についてのディレイプロファイルの平均が算出される（ステップS133）。この算出結果は第1のパス検出部106₁に入力され、第1の相関器104₁で算出できる範囲内におけるパスが算出される（ステップS134）。図2に示した例では、これにより第1のパス111₁と第2のパス111₂が算出されることになる。算出により検出されたこれらのパス情報はフィンガ部108に通知される（図4ステップS135）。

【0040】

このパス情報は相関器制御部107にも通知される。相関器制御部107ではこの第1の相関器104₁の平均値から第1の相関器104₁のS/Nを算出し、それぞれのS/Nについて予め定めた対応表（図示せず）を基にして第1の相関器104₁の算出した区間における平均回数を求める。そしてこの第1の系統についてとりあえず設定した最大値L_{MAX}をこの平均回数Lに置き換える（ステップS136）。

【0041】

このようにして第1の系統についての処理が終了したら、系統を示す値“i”を“1”だけカウンタアップする（ステップS129）。そして値“i”が系統の最大値（この例では“4”）を越えるまでの間は（ステップS130：N）、再びステップS125に戻って次の系統についての同様の処理を開始する。第1～第4の系統についてそれぞれの平均回数Lがまだ定まっていないこの初期状態

ではそれぞれの系統についての平均回数 L は予め設定した設定した最大値 L_{MAX} となっており共通している。したがって、第 1 の系統について第 1 の相関器 104_1 の S/N の算出結果を基にして平均回数 L が求められこれが最大値 L_{MAX} を置き換えたら、同様にして次々と第 4 の系統までそれぞれの平均回数 L が求められ、これらが最大値 L_{MAX} をそれぞれ置き換えることになる。

【 0 0 4 2 】

図 2 に示したような各受信タイミングに対する相関値が求められていたとする。このような場合には、それぞれの平均回数の最大値 L_{MAX} で求めた結果により、第 1 の系統については最も小さな平均回数 L が設定され、第 2 の系統については次に小さな平均回数 L が設定される。第 3 の系統および第 4 の系統についてはパスが検出されていない。したがって、これらについての平均回数 L は、最大値 L_{MAX} と等しいかそれぞれの対応する相関器 104 の S/N に応じた最大値 L_{MAX} に比較的近い大きな値となる。

【 0 0 4 3 】

このようにして、移動機の電源が投入された最初の段階では最大の余裕度を持って相関値の算出が行われ、これにより第 1 ～ 第 4 の相関器 $104_1 \sim 104_4$ の実際の測定を基にした平均回数 L がそれぞれの系統別に算出される。すべての算出が終了すると（ステップ $S132 : Y$ ）、第 1 ～ 第 4 の相関器 $104_1 \sim 104_4$ のディレイプロファイルやパス 111 の位置を基にして、それぞれの系統での相関値の算出範囲（第 1 ～ 第 4 のサーチ範囲 $110_1 \sim 110_4$ ）を決定する。これは、それぞれの相関器 $104_1 \sim 104_4$ の算出できる範囲の最大値自体は定まっているものの、実際に算出された個々のパス $111_1 \sim 111_3$ の位置を基にして、それぞれの系統のサーチ範囲 $110_1 \sim 110_4$ を多少シフトさせることが処理上で必要とされたり、パスを示す波形が 2 つに分断されない等の点で便利となる場合があるからである。それぞれの系統のサーチ範囲 $110_1 \sim 110_4$ （図 2 参照）を定められたら、図 1 に示す第 1 ～ 第 M の遅延器 $103_1 \sim 103_M$ （第 1 ～ 第 4 の遅延器 $103_1 \sim 103_4$ ）の遅延量を設定してこれらの区域を設定する（ステップ $S137$ ）。

【 0 0 4 4 】

この後は、以上説明した設定内容に基づいてそれぞれの系統での相関値の算出回数に応じたパスの検出が行われる。すなわち、ステップ S 1 2 2 に戻ってまず相関値算出を示す回数 j が “1” に初期化され、続いてステップ S 1 2 3 で第 1 ～第 4 の相関器 $1 0 4_1 \sim 1 0 4_4$ のディレイプロファイルの平均をとる回数を管理する平均回数カウンタのそれぞれの値を “0” に初期化すると共に、第 1 ～第 4 の平均部 $1 0 5_1 \sim 1 0 5_4$ に保持されているディレイプロファイルをすべてクリアする。そして、今度はそれぞれの系統について個別に設定された平均回数 L を基にしてディレイプロファイルの平均が求められ、パスが検出されることになる。また、パスの位置は変化していくので、それぞれの系統の測定ごとに相関器 $1 0 4$ が S/N を算出し、平均回数が算出されて新たな平均回数 L として置き換えられることになる（ステップ S 1 3 6）。したがって、常に効率的なパス検出が可能になることになる。

【0 0 4 5】

発明の変形例

【0 0 4 6】

以上説明した実施例ではパスの検出を行うサーチ範囲自体はそれぞれ固定した幅として、相関値の高いパスがあるようなサーチ範囲では平均部 $1 0 5$ における平均を行う回数を少なくすることでパス検出の周期を短くして応答性を高める一方、このようなパスがないようなサーチ範囲では平均部 $1 0 5$ における平均を行う回数を多くして、ノイズ等によってパスが誤って検出されないようにした。次に説明する本発明の変形例では、それぞれの系統でサーチ範囲を固定の幅とするのではなく、パスがなかったり相関値の値が低いようなサーチ範囲は統合して 1 つの系統に合併するようにしている。

【0 0 4 7】

図 5 は、この変形例におけるサーチ範囲の変更原理を示したものである。この変形例でも図 1 に示したような第 1 ～第 M の相関器 $1 0 4_1 \sim 1 0 4_M$ を備えた M 系統の回路構成となっているものとする。再構成前の図 5 (a) に示すように、系統の数として数値 M よりも大きな数値 K を設定しておいて、第 1 ～第 K のサーチ範囲 $2 0 1_1 \sim 2 0 1_K$ に対してそれぞれの相関値を算出して、パス 1 1 1 を算

出しておく。そして、算出した各サーチ範囲 $201_1 \sim 201_K$ について次の論理でサーチ範囲を再構成する。

【0048】

(1) パス 1 1 1 の検出されている各サーチ範囲 201_1 、 201_3 はそれぞれ変更後も 1 単位ずつのサーチ範囲とする。

(2) パス 1 1 1 の検出されない連続したサーチ範囲、たとえばサーチ範囲 201_4 、 201_5 、……については連続した幾つかの範囲を統合可能なサーチ範囲とする。

(3) 再構成後のサーチ範囲の総数を数値 M と等しくする。ただし、単純にソフトウェアで回路を実現しているような場合で系統の数を少なくしても回路装置に無駄が生じないような場合にはサーチ範囲の総数を数値 M より少なくすることは可能である。

【0049】

図 5 (b) は再構成後のサーチ範囲を示したものである。この例では同図 (a) に示したサーチ範囲 201_4 と 201_5 がサーチ範囲 202_4 に、また、たとえばサーチ範囲 201_{K-1} と 201_K がサーチ範囲 202_M に統合されている。これらの結果により、再構成後はサーチ範囲が全体として M 系統である状態で、パス 1 1 1 を有するサーチ範囲 202_1 、 202_3 についてサーチする範囲が相対的に狭くなり、迅速なサーチが可能になる。また、たとえばサーチ範囲 202_4 、 202_M についてはこの例では 2 つずつのサーチ範囲が統合されている。このため、サーチ範囲 202_1 、 202_3 と同じ数のディレイプロファイルの平均値を算出しようとする、倍の時間が掛かることになる。このようにサーチ範囲に応じて重みを付けたサーチが可能になる。

【0050】

この例ではパスの存在しないサーチ範囲では 2 つずつのサーチ範囲を統合することにしたが、これ以上の個数のサーチ範囲を統合するようにしてもよいことはもちろんである。

【0051】

【発明の効果】

以上説明したように請求項 1、請求項 3～請求項 6 記載の発明によれば、平均回数制御手段が相関値算出手段によって算出された相関値の高いサーチ範囲ほど平均を取る信号の回数を低く設定することにして、パスの存在するサーチ範囲での受信タイミングの変動を迅速に検出できるようにすると共に、相関値の低いサーチ範囲では平均回数を確保して算出された相関値の信頼性を高めている。これによりサーチ範囲の全範囲に共通して同一の回数で相関値の平均を求める場合と比べると、パス検出が効率化する。また、それぞれのサーチ範囲に必要なだけの平均回数を確保するので、ハードウェアの規模に無駄が生じないという効果がある。

【 0 0 5 2 】

また請求項 2～請求項 6 記載の発明によれば、サーチ範囲幅変更手段は相関値算出手段によって算出された相関値の低いサーチ範囲同士を合併して 1 つのサーチ範囲に変更するようにしたので、相関値の高い部分を相対的に短時間で処理できることになり、データの信頼性と迅速さの調和を図ることができる。したがって、各サーチ範囲にワンパターンに回路装置を備える場合と比較するとハードウェアに無駄を生じないという効果がある。

【 0 0 5 3 】

更に請求 4 記載の発明によれば、請求項 1 または請求項 2 記載の通信装置で、複数のサーチ範囲のそれぞれの受信信号について相関をとってパスの検出を行う回路装置が独立してこれらのサーチ範囲の数だけ用意されているので、ソフトウェア的に処理する場合と比べて処理速度を高速化できる。

【 0 0 5 4 】

また請求項 5 記載の発明によれば、請求項 1 または請求項 2 記載の通信装置で、複数のサーチ範囲のそれぞれの受信信号について相関をとってパスの検出を行う回路装置が 1 組用意されており、サーチ範囲の数だけ時分割で受信信号の処理が行われるので、通信装置全体のコストダウンを図ることができる。

【 0 0 5 5 】

更に請求項 6 記載の発明によれば、それぞれのサーチ範囲を時間軸方向にシフトさせることができるので、それぞれ必要とする個所のサーチを行うことができ

る他、1つのパスを複数のサーチ範囲にまたがらないように処理することで処理の煩雑さを避けることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の一実施例における通信装置の構成を表わしたブロック図である。

【図 2】

ディレイプロファイルと本実施例における第1～第Mの相関器による相関値算出範囲の一例を示した波形図である。

【図 3】

本実施例の通信装置の処理の流れの前半を具体的に表わした流れ図である。

【図 4】

本実施例の通信装置の処理の流れの後半を具体的に表わした流れ図である。

【図 5】

本発明の変形例におけるサーチ範囲の変更原理を示した波形図である。

【図 6】

レイク受信を行う通信装置の構成を示すブロック図である。

【図 7】

従来の通信装置のサーチャの回路構成の概要を表わしたブロック図である。

【図 8】

移動機の移動に伴うディレイプロファイルの変動の一例を示した説明図である。

【符号の説明】

- 1 0 2 受信信号
- 1 0 3 遅延器
- 1 0 4 相関器
- 1 0 5 平均部
- 1 0 6 パス検出部
- 1 0 7 相関器制御部
- 1 0 8 フィンガ部

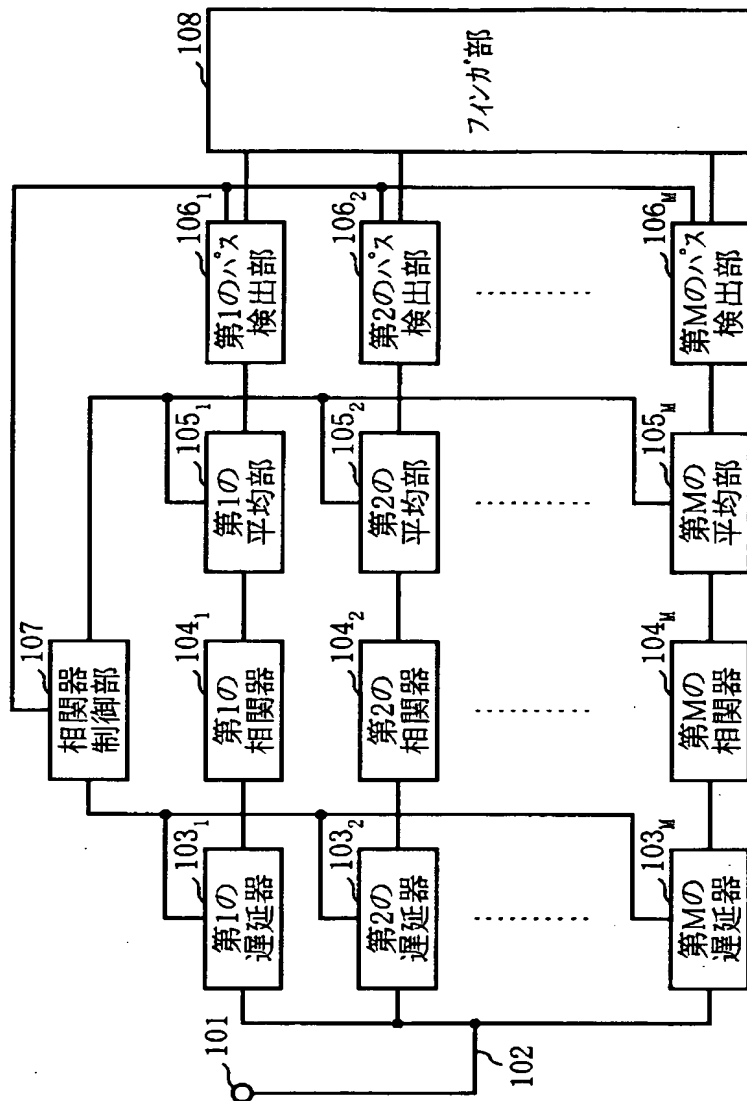
特 2 0 0 0 - 2 0 6 1 3 2

1 1 1 パス

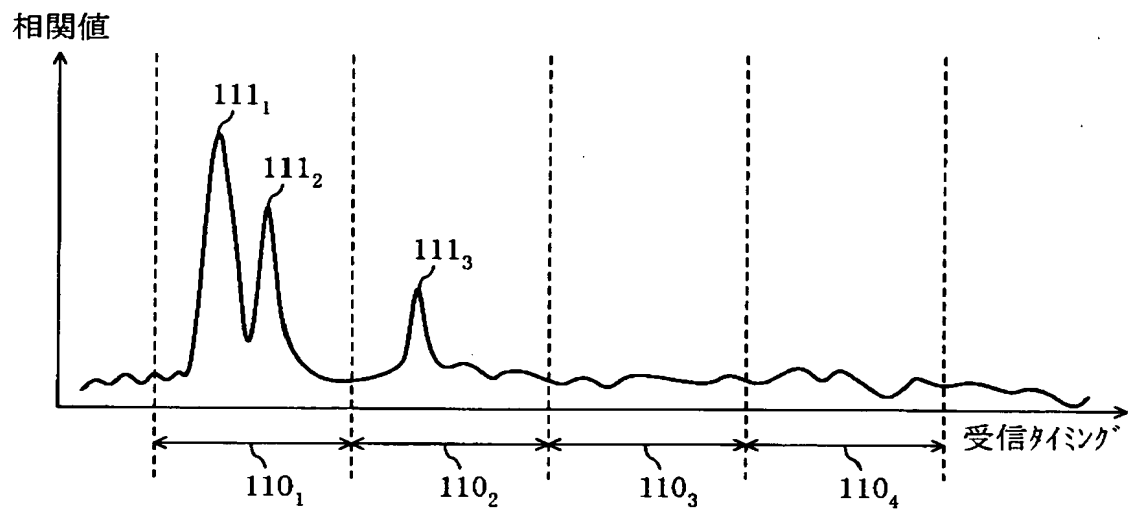
【書類名】

図面

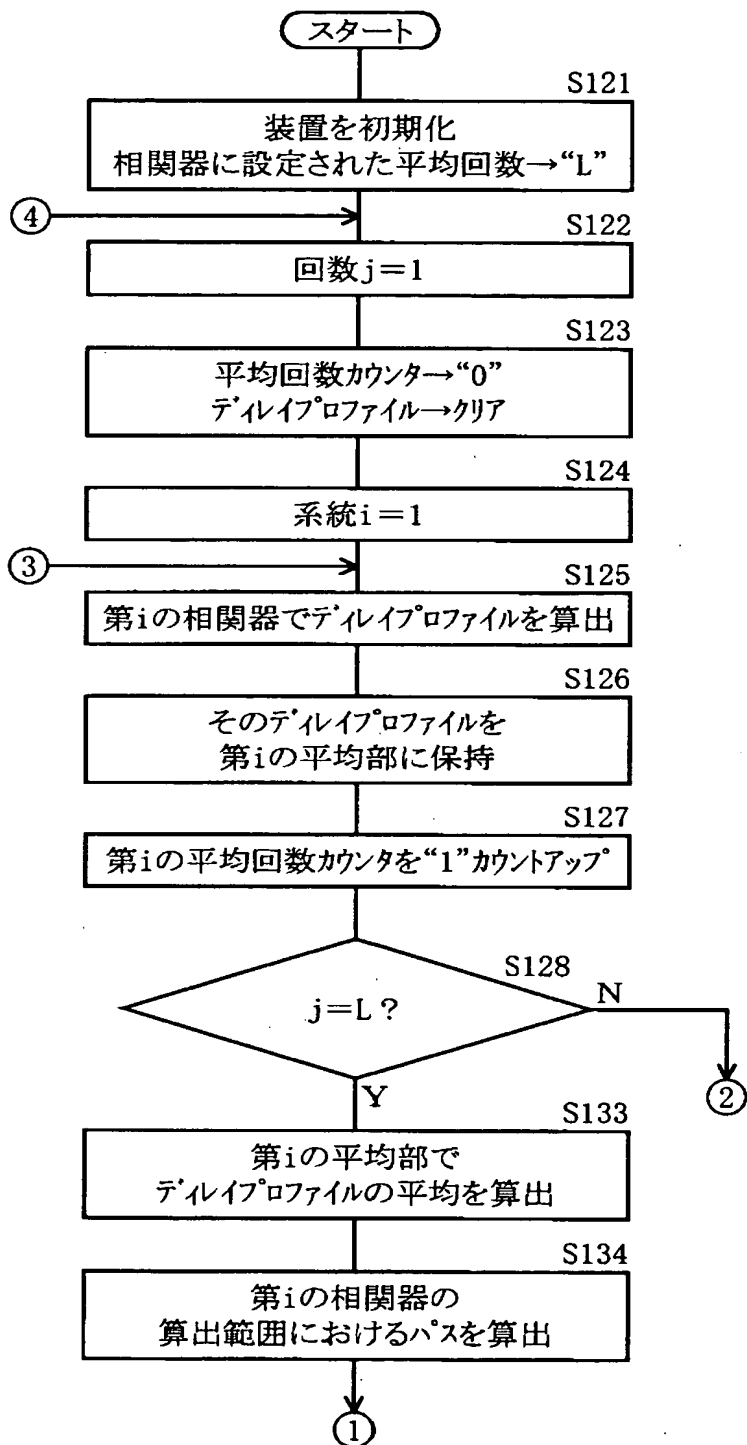
【図 1】



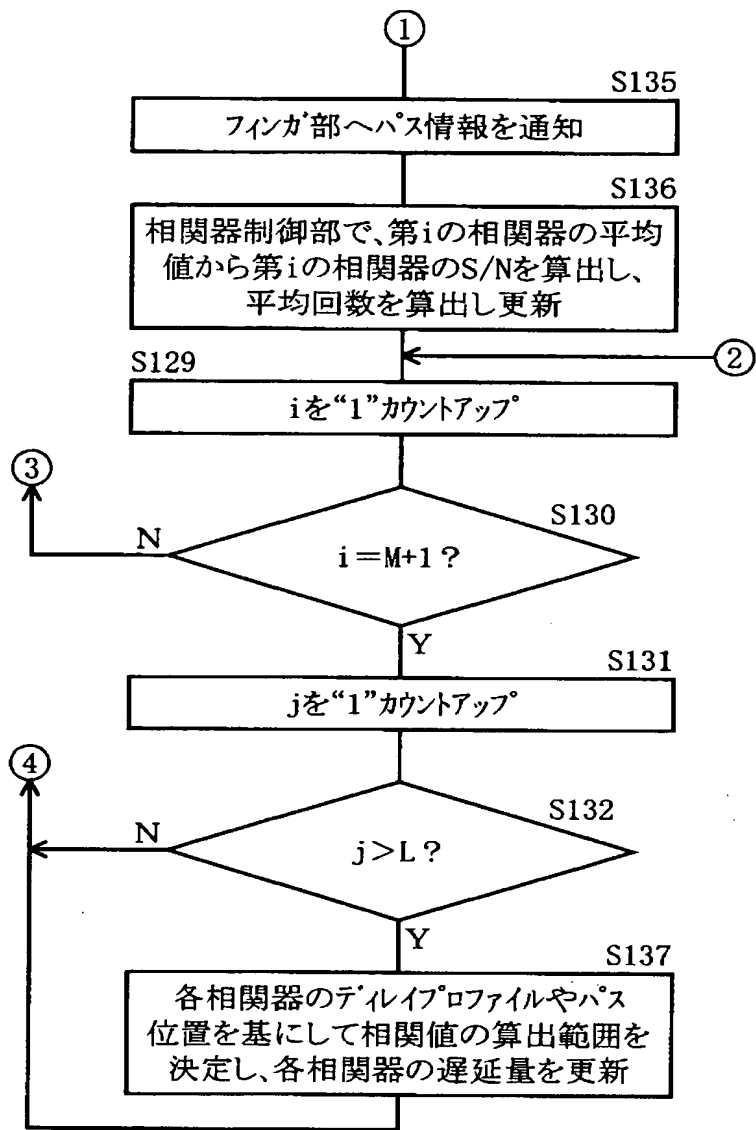
【図2】



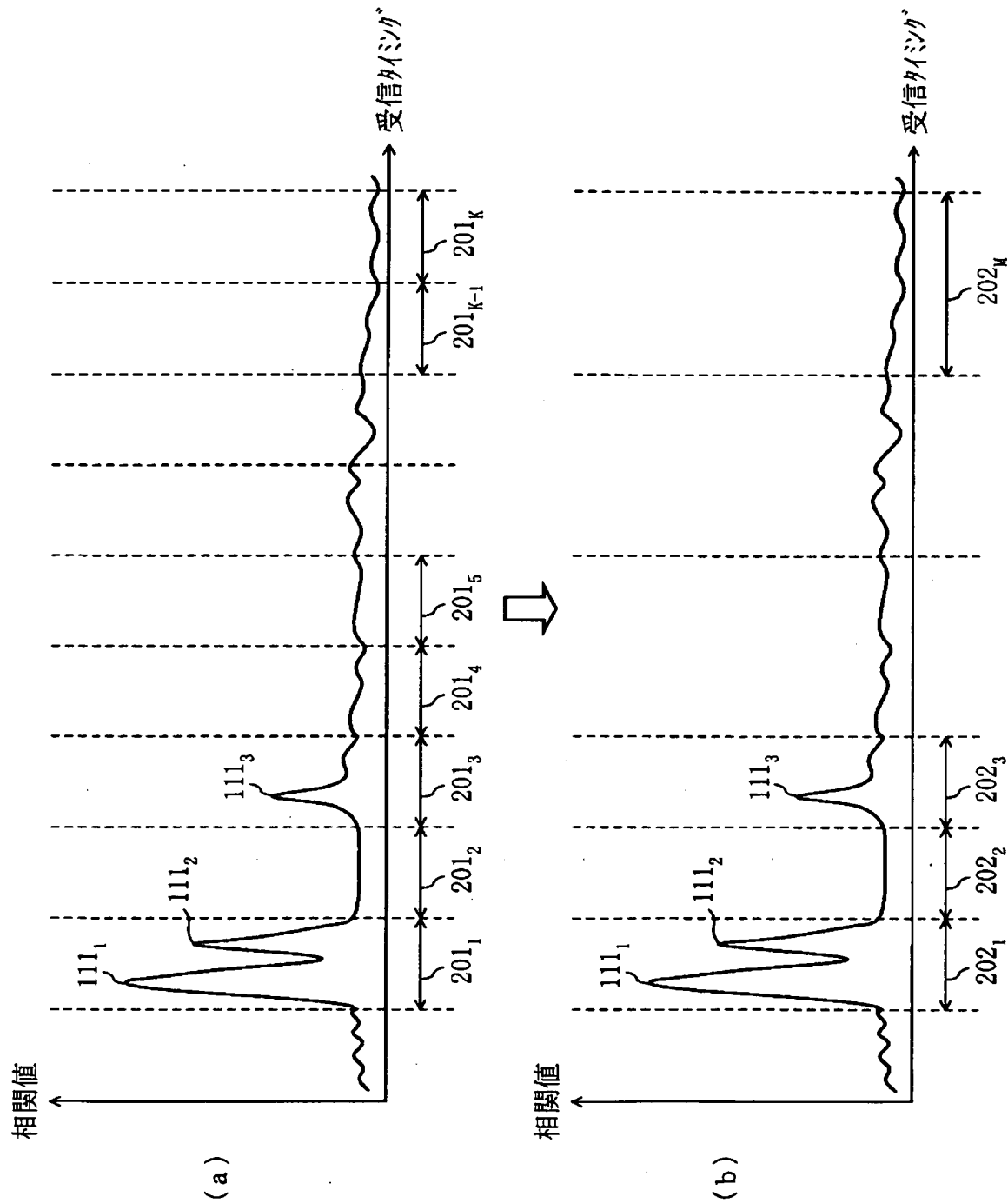
【図 3】



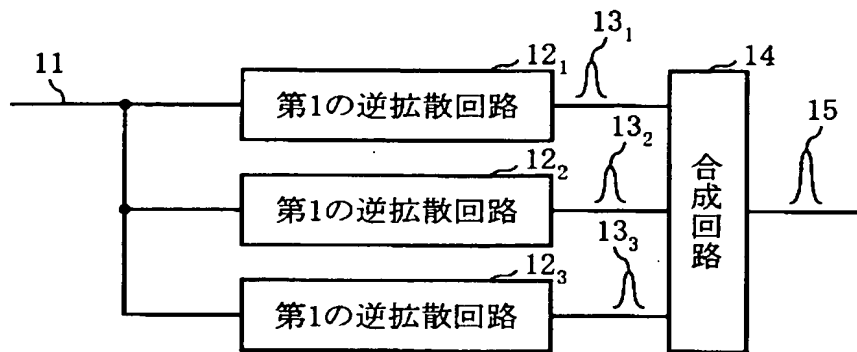
【図 4】



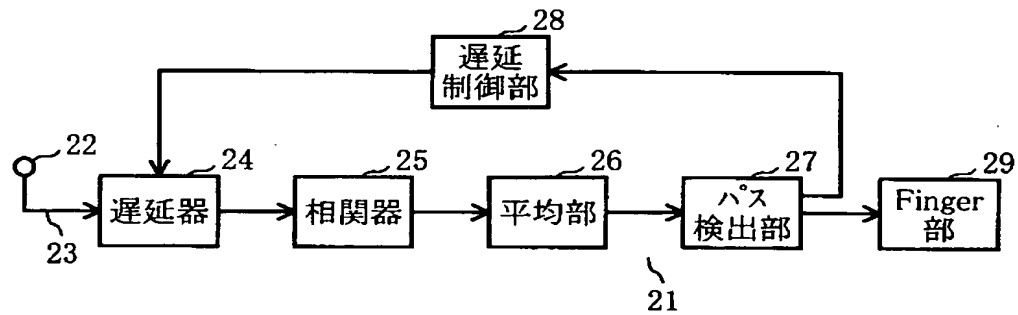
【図 5】



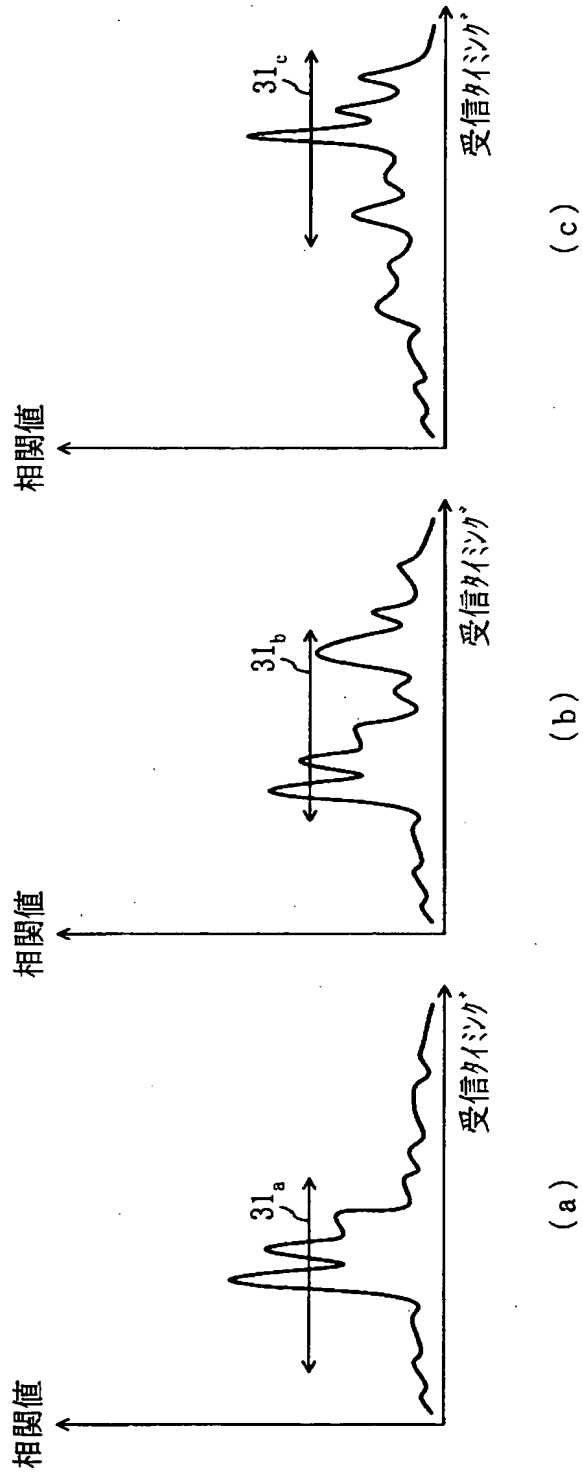
【図 6】



【図 7】



【図 8】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 符号分割多元接続通信方式で受信した信号の各種状態に対応してパス検出を効果的に行うことのできる通信装置を得ること。

【解決手段】 符号分割多元接続通信方式で図示しない送信元から送られてきた信号 1 0 2 は第 1 ～第 M の遅延器 1 0 3₁ ～ 1 0 3_M のそれぞれに並列に入力され、それぞれ相関器 1 0 4 で相関がとられ、平均部 1 0 5 で所定回数の得られた相関結果が平均される。パス検出部 1 0 6 はこれを基にしてパスの検出を行う。それぞれのパス検出結果は相関器制御部 1 0 7 に入力され、相関値の高いものほど平均部 1 0 5 による平均回数が少なくなるような制御を行う。S/N（信号対雑音比）の高いものほど平均を取る回数を少なくしてもデータの信頼性を確保でき、かつ処理が迅速化するからである。これによりフィンガ部 1 0 8 での処理が効率化する。

【選択図】 図 1

特 2 0 0 0 - 2 0 6 1 3 2

認 定 ・ 付 加 情 報

特許出願の番号	特願 2 0 0 0 - 2 0 6 1 3 2
受付番号	5 0 0 0 0 8 5 4 9 4 8
書類名	特許願
担当官	第八担当上席 0 0 9 7
作成日	平成 1 2 年 7 月 1 0 日

< 認定情報・付加情報 >

【提出日】	平成12年 7月 7日
-------	-------------

次頁無

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004237]

1. 変更年月日	1990年 8月29日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都港区芝五丁目7番1号
氏 名	日本電気株式会社